

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 08-182329

(43)Date of publication of application : 12.07.1996

(51)Int.Cl.

H02M 7/06

(21)Application number : 06-319675

(71)Applicant : SHARP CORP

(22)Date of filing : 22.12.1994

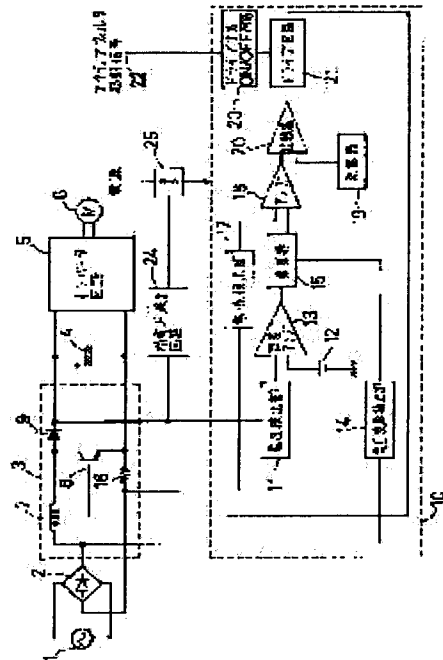
(72)Inventor : TAKII HISAYOSHI

(54) AIR-CONDITIONER WITH INVERTER DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To improve the power factor of an air-conditioner equipped with an inverter and suppress the higher harmonic current contained in the power supply to the air-conditioner and, at the same time, to suppress the abnormal rise of the output voltage of an active filter at the starting time of the air-conditioner.

CONSTITUTION: An active filter 3 is provided to an air-conditioner equipped with an inverter and, when the output voltage of the filter 3 becomes abnormal, an overvoltage detecting circuit 24 detects it and breaks the power supply to a switching control signal generating circuit 10 which controls the chopping of the filter 3. At the time of starting the air-conditioner, in addition, a voltage dividing circuit suppresses the rise of the output voltage of the filter 3 by making the difference between the output voltage and the final target output voltage of the filter 3 smaller than the appearance or, when the electric current is small, raising the oscillation frequency of an oscillator which controls the chopping of the filter 3.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 03.07.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection] 24.04.2001

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection] 2001-008733

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection] 24.05.2001

(19) 日本国特許庁 (J P)

(12) 公開特許公報 (A)

(11) 特許出願公開番号

特開平8-182329

(43) 公開日 平成8年(1996)7月12日

(51) Int.Cl.⁶

H 0 2 M 7/06

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

H 9472-5H

A 9472-5H

審査請求 未請求 請求項の数6 O L (全 11 頁)

(21) 出願番号 特願平6-319675

(22) 出願日 平成6年(1994)12月22日

(71) 出願人 000005049

シャープ株式会社

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

(72) 発明者 滝井 久好

大阪府大阪市阿倍野区長池町22番22号

シャープ株式会社内

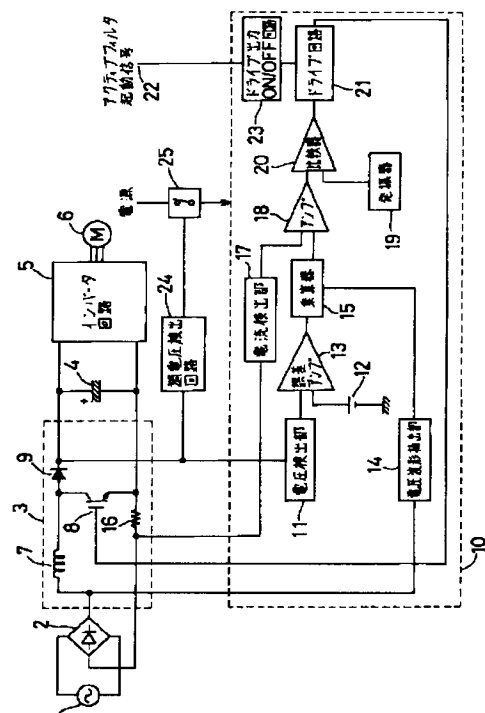
(74) 代理人 弁理士 佐野 静夫

(54) 【発明の名称】 インバータ装置を備えた空気調和機

(57) 【要約】

【目的】 インバータを備えた空気調和機の力率改善と電源高調波電流の抑制を図るとともに起動時等における異常な出力電圧の上昇を抑制する。

【構成】 インバータを備えた空気調和器にアクティブフィルタ3を設け、アクティブフィルタの出力電圧の異常な上昇を過電圧検出回路24で検出して、アクティブフィルタのチョッピングを制御するスイッチング制御信号発生回路10への電源を遮断する。また起動時において、分圧回路28により、出力電圧と最終目標出力電圧の差を見かけより小さくしたり、電流が小さい場合にアクティブフィルタのチョッピングを制御する発振器40の発振周波数を高くして出力電圧の上昇を抑制する。



【特許請求の範囲】

【請求項 1】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と、上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリダイオードと入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記アクティブフィルタ手段の出力電圧が予め定めた値以上であることを検出する過電圧検出手段と、該過電圧検出手段が出力電圧の過電圧を検出したとき、上記スイッチング制御信号発生回路への電源を遮断する開閉手段を設けたことを特徴とするインバータ装置を備えた空気調和機。

【請求項 2】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と、上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリダイオードと入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記スイッチング制御信号発生回路には検出した出力電圧を基準値と比較する比較手段と、該比較手段の出力を $1/N$ 倍に分圧する分圧手段と、起動時には上記分圧手段の出力をまた起動時以外では上記比較手段の出力を選択的に導出する選択手段とを設け、該選択手段の出力と上記入力電圧波形及び入力電流に基づき、上記スイッチング制御信号発生回路より上記スイッチング素子のスイッチング制御信号を導出するようにしたことを特徴とするインバータ装置を備えた空気調和機。

【請求項 3】 上記比較手段の出力が所定の値以上に成るのを制限するリミッタを設けたことを特徴とする請求項 2 記載のインバータ装置を備えた空気調和機。

【請求項 4】 商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と、上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリダイオードと、入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記スイッチング制御信号発生回路には、上記アクティブフィルタ手段の入力電流レベルを検出する電流検出手段と、該電

流検出手段により検出した電流レベルに応じて、発振周波数が変わる発振手段を設け、該発振手段からの発振周波数で上記スイッチング素子のスイッチングを制御するようにしたことを特徴とするインバータ装置を備えた空気調和機。

【請求項 5】 上記スイッチング制御信号発生回路には、入力電圧波形のゼロクロス点で位相の合ったタイミングパルスを発生する電圧位相検出手段と入力電圧波形の位相タイミングに合った上記タイミングパルスにより、上記アクティブフィルタ手段のチョッピング動作の開始タイミングを決定する起動制御手段を設けた請求項 1 乃至請求項 4 記載のインバータ装置を備えた空気調和機。

【請求項 6】 上記アクティブフィルタ手段のチョークコイルを分割して設け、上記アクティブフィルタ手段の起動信号を所定時間遅延させる遅延手段と、上記遅延手段の出力により、上記チョークコイルによる回路のインダクタンスを変化させる可変インダクタンス制御手段を設けた請求項 1 乃至請求項 5 記載のインバータ装置を備えた空気調和機。

【発明の詳細な説明】**【0001】**

【産業上の利用分野】 本発明は、空気調和機の負荷の状態に応じて適切な能力が得られるように電動圧縮機の周波数を可変するインバータ装置を有する空気調和機において、特に力率改善と電源高調波電流の抑制を目的としたアクティブフィルタ回路を設けたものである。

【0002】

【従来の技術】 従来、圧縮機を基準とした冷凍サイクルを備え、圧縮機に対して制御駆動電力を与えるインバータ装置を備えた空気調和機が知られている。このインバータ回路への電源供給は、入力交流電源をダイオードブリッジなどで整流し、その整流電圧を平滑コンデンサで平滑した直流電圧で行っているが、コンデンサへの充電電流は平滑電圧より整流電圧が高いときにしか流れず、整流電圧波形の正弦波の山付近でしか電流が流れないので、電源電流は高調波成分が多く含まれ、力率も悪くなっている。この電源電流高調波成分は電力供給ラインに対して悪影響を与えるので、IECでは1996年度より電源電流高調波成分が規制されるという動きさえ出てきている。

【0003】 そこで、その対策として特開平4-26374号に示されるように、上記整流ブリッジと平滑コンデンサの間に、チョークコイル、スイッチング素子、スイッチング制御信号発生装置、高速リカバリダイオードなどで構成されるアクティブフィルタを追加し、適切にスイッチング素子をスイッチング制御することで平滑コンデンサに供給される電流波形を電圧波形に近づけ、電源電流高調波成分を少なくし、また力率を大きくしようとしたものがある。

【0004】図9は従来技術であり、昇圧チョッパ型アクティブフィルタ回路を有するインバータ方式の空気調和機の機能ブロック図である。この空気調和機は商用電源1を整流ブリッジ2にて両波整流している。ここで、昇圧チョッパ型アクティブフィルタ3がない場合は、整流ブリッジ2で両波整流した入力電圧を平滑コンデンサ4で平滑し、その平滑された直流電圧をインバータ回路5に供給し、インバータ回路5でインバータ動作を行わせて、コンプレッサ6を回転している。ここで、整流ブリッジ2から平滑コンデンサ4に流れる電流は図10の10ように電源電圧が平滑電圧より高い時のみ流れる。そのため、電流波形は高調波成分を多く含み、力率が悪くなっている。

【0005】それで、昇圧チョッパ型アクティブフィルタ3として、整流ブリッジ2と平滑コンデンサ4の間にチョークコイル7、スイッチング素子8、高速リカバリダイオード9を追加し、スイッチング素子8を整流ブリッジ2から出力されている電源電圧波形に合わせてスイッチングすることで、電流の高調波成分を少なくし、力率を大きくしている。この昇圧チョッパ型アクティブ20フィルタ3は、またチョークコイル7に蓄えられるエネルギーにより整流ブリッジ2と平滑コンデンサ4のみによる平滑電圧より直流出力電圧を上昇させる働きを持っている。

【0006】つぎに、スイッチング素子8のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路10について説明する。スイッチング制御信号発生回路10は、平滑コンデンサ4に発生している直流出力電圧を電圧検出部11で検出して減圧し、減圧した電圧値と直流電圧の30定格電圧に対応している基準電圧12との差電圧を誤差アンプ13で求める。また、整流ブリッジ2の出力を電圧波形抽出部14に入力して、入力電圧に応じた信号電圧を得る。誤差アンプ13から出力される基準電圧12と電圧検出部11からの現在の直流電圧との差電圧と、電圧波形抽出部14からの入力電圧波形による信号電圧を乗算器15に入力する。従って乗算器15からの出力は平滑コンデンサ4に発生している直流電圧値と入力電圧波形の両者を含んでおり、この出力電圧が昇圧チョッパ型アクティブフィルタ3により上昇する直流電圧の値に対応している。

【0007】乗算器15からの出力は電流検知抵抗16、電流検出部17から出力される過電流出力防止機能信号とともにアンプ18に入力される。発振器19から発生する三角波とアンプ18からの信号を比較器20に入力し、図11に示すようにアンプ18からの信号が発振器19からの三角波より高いときにパルスが発生するPWM信号をドライブ回路21に供給し、該ドライブ回路21で増幅してスイッチング素子8をスイッチングする。従って、アクティブフィルタにより電源電流高調波成分を少なくし、また力率を大きくすることができ、こ25

のアクティブフィルタによる直流電圧上昇値は定められた定格値になるようにスイッチング制御信号発生回路で制御されている。また、アクティブフィルタ起動信号22をドライブ出力ON/OFF回路23に入力してドライブ回路21からの信号出力の発生のON/OFF制御が行われる。

【0008】

【発明が解決しようとする課題】上記従来の装置においては、アクティブフィルタの直流出力電圧が上昇した場合、これを電圧検出部で検出してスイッチング制御信号発生回路からのPWM信号の発生を抑制し、直流出力電圧の上昇を抑えるように動作する。しかしスイッチング制御信号発生回路の大部分は1個の半導体で構成されていることが多いので、この半導体が不良になり過電圧が発生すると、上記PWM信号の停止を電圧検出部から出力してもスイッチング制御信号発生回路が正常に動作しないため、直流電圧の異常上昇を防ぐことはできない。

【0009】また、直流電圧上昇値は、定められた定格値とその時点での出力直流電圧の差分電圧を算出し、その差分がゼロに成るように制御しているが、アクティブフィルタの起動時はその差分が大きく、また制御信号を出力してから実際に電圧が変化するまでに時間遅れがあるので、差分値により制御信号をそのまま出力すると定められた定格値以上に出力直流電圧が上昇してしまうという問題があった。

【0010】また負荷が軽く消費される電力消費が少ない場合、スイッチング制御信号発生回路からの制御信号を少し出力するだけで直流電圧上昇値が定められた定格値を超えてしまうので、わずかなスイッチング制御信号の出力しか行えず、結果的に目的とする電流波形を電圧波形に近づけることがほとんどできなくなり、電源電流高調波成分が増え、力率も悪くなる。

【0011】さらにアクティブフィルタの起動時は、定められた定格値とその時点での出力直流電圧の差が一番大きいので、スイッチング制御信号発生回路からの制御信号が大きく出力されることとなる。そして、その起動タイミングが入力電圧波形の山である場合には、波形的にも最大の制御信号が出力されることになる。スイッチング素子の最大定格はこれらの場合の最大電流値によって決まるので、起動時以外の通常制御時の電流値と比較して定格が相当大きなものを選択する必要が生じ、コストアップの要因になっている。

【0012】

【課題を解決するための手段】本発明は上記の問題を解決するため、請求項1の発明では、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリダイオードと入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御

信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記アクティブフィルタ手段の出力電圧が予め定めた値以上であることを検出する過電圧検出手段と、該過電圧検出手段が出力電圧の過電圧を検出したとき、上記スイッチング制御信号発生回路への電源を遮断する開閉手段を設けた構成にする。

【0013】また請求項2の発明は、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と、上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリーダイオードと入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記スイッチング制御信号発生回路には検出した出力電圧を基準値と比較する比較手段と、該比較手段の出力を1/N倍に分圧する分圧手段と、起動時には上記分圧手段の出力をまた起動時以外では上記比較手段の出力を選択的に導出する選択手段とを設け、該選択手段の出力と上記入力電圧波形及び入力電流に基づき、上記スイッチング制御信号発生回路より上記スイッチング素子のスイッチング制御信号を導出するように構成する。

【0014】また請求項3の発明は、請求項2の発明において比較手段の出力が所定の値以上になるのを制限するリミッタを設けた構成とする。

【0015】また請求項4の発明は、商用電源を整流する整流手段と、該整流手段の整流出力を平滑する平滑手段と、上記整流手段と平滑手段の間に設けたチョークコイルとスイッチング素子と高速リカバリーダイオードと、入力電圧波形、出力電圧及び入力電流に基づき、上記スイッチング素子のスイッチングを制御するスイッチング制御信号発生回路より成るアクティブフィルタ手段と、上記平滑手段からの直流電源をチョッピングして電動圧縮機に可変電圧可変周波数の交流電源を供給するインバータ手段より成るインバータ装置を備えた空気調和機において、上記スイッチング制御信号発生回路には、上記アクティブフィルタ手段の入力電流レベルを検出する電流検出手段と、該電流検出手段により検出した電流レベルに応じて、発振周波数が変わる発振手段を設け、該発振手段からの発振周波数で上記スイッチング素子のスイッチングを制御するように構成する。

【0016】また請求項5の発明は、上記請求項1乃至請求項4の発明において、スイッチング制御信号発生回路には、入力電圧波形のゼロクロス点で位相の合ったタイミングパルスが発生する電圧位相検出手段と入力電圧

波形の位相タイミングに合った上記タイミングパルスにより上記アクティブフィルタ手段のチョッピング動作の開始タイミングを決定する起動制御手段を設けた構成にする。

【0017】また請求項6の発明は上記請求項1乃至5の発明において、アクティブフィルタ手段のチョークコイルを分割して設け、上記アクティブフィルタ手段の起動信号を所定時間遅延させる遅延手段と、上記遅延手段の出力により、上記チョークコイルによる回路のインダクタンスを変化させる可変インダクタンス制御手段を設けた構成にする。

【0018】

【作用】本発明は上記のような構成であるので、過電圧検出手段により出力電圧の異常な上昇を検出すると開閉手段によりスイッチング制御信号発生回路への電源を遮断するので、どのような要因で過電圧が発生しても確実に過電圧の発生を防止することができる。

【0019】またアクティブフィルタの起動時における直流出力電圧上昇値の目標電圧を分圧手段により1/N倍にして、最終目標出力電圧より見かけ上低くするので、出力電圧の異常な急上昇を減少させることができると共に、リミッタを設けることにより過電圧が所定値以上になるのを抑制することができる。

【0020】また電圧位相検出手段により入力電圧波形のゼロクロス点に位相同期したタイミングでアクティブフィルタ手段を起動させたり、起動時のチョークコイルのインダクタンス値を大きくすることで、起動時におけるスイッチング素子の電流を低く抑えることができ、スイッチング素子の定格電流を下げ、低コストのスイッチング素子の使用を可能にする。

【0021】

【実施例】以下、昇圧チョップ型アクティブフィルタを備えた本発明の実施例を図面と共に詳細に説明する。図1は本発明の第1の実施例であり、図9に示す従来例に対応する部分は同一符号を付し、説明を省略する。図1において、24は平滑コンデンサ4の両端子間に現れる直流出力電圧が所定の値以上になると、これを検出する過電圧検出回路、25は過電圧検出回路24の出力により直流電源をスイッチング制御信号発生回路10の各部に選択的に供給するスイッチ回路である。

【0022】従って、過電圧の検出は、平滑コンデンサ4に出力されている直流出力電圧を過電圧検出回路24に入力し、定められた電圧以上になっていないかどうかを検出することによって行う。ここで直流出力電圧が定められた電圧以上になっていた場合、過電圧検出回路24からスイッチ回路25に対して制御信号を送り、スイッチ回路25を開成して、スイッチング制御信号発生回路10への電源の供給を停止するようにする。

【0023】その結果、スイッチング制御信号発生回路10がいかなる故障で直流出力電圧の異常発生を招いた

としても、スイッチ回路 25 の開成により電源の供給が停止されるので、確実に PWM 波形の発生が停止し、言い換えれば直流出力電圧の上昇を停止することが可能となる。

【0024】図 2 は、本発明の第 2 の実施例の要部のブロック図であり、図 1 に示す第 1 の実施例におけるアクティブフィルタ起動時の直流出力電圧値を決定する部分の構成を示すものである。図 1 に対応する部分には同一符号を付し、説明を省略する。図 2 において、28 は誤差アンプ 13 の出力である直流出力電圧の減圧した電圧値と基準電圧の差電圧を $1/N$ 倍に分圧する分圧回路、29 は上記分圧回路 28 の出力が規定値以上になるのを制限するリミッタ回路、27 は起動時制御信号 26 により開閉制御されるスイッチ回路であり、起動時制御信号 26 が入ると上記リミッタ回路 29 の出力を次段の乗算器 15 に導き、起動時制御信号 26 が不在の場合は誤差アンプ 13 の出力を直接乗算器 15 に導くように構成される。

【0025】その他の部分は省略しているが図 1 に示す第 1 の実施例と同一である。即ち、図 2 に示す第 2 の実施例は図 1 に示す第 1 の実施例の誤差アンプ 13 と乗算器 15 間に $1/N$ に分圧する分圧回路 28、リミッタ 29 及びスイッチ回路 27 の直列回路を設けたものである。

【0026】従って、直流出力電圧は電圧検出部 11 で減圧され、減圧された電圧値と直流電圧の定格電圧に対応している基準電圧 12 との差電圧が誤差アンプ 13 で求められる。そしてアクティブフィルタの起動時でないときは、起動時制御信号 26 からの信号でスイッチ回路 27 により、第 1 の実施例と同様に誤差アンプ 13 からの出力が直接乗算器 15 に供給され、第 1 の実施例と全く同様の動作をする。またアクティブフィルタの起動時は、誤差アンプ 13 の出力が分圧回路 28、リミッタ回路 29 に導かれ、起動時制御信号 26 からの信号でスイッチ回路 27 により、リミッタ回路 29 からの出力が乗算器 15 に供給される。

【0027】ここで、分圧回路 28 は誤差アンプ 13 の出力値を $1/N$ 、つまり最終目標電圧を見かけ上低くする働きをしており、そのため図 3 に示すように第 1 の実施例の場合より最終目標電圧に達するまでの時間はかかるが、第 1 の実施例の場合に発生する起動時の最終目標電圧からの行き過ぎた直流出力電圧上昇の発生の可能性を低減する効果が得られる。さらに、リミッタ回路 29 は分圧回路 28 からの出力がまだ大きすぎる場合において、その出力を一定以下に抑えるようにしており、単位時間あたりの直流電圧の上昇を一定値以下とすることで、同じく前述の行き過ぎた直流出力電圧上昇の可能性を低減している。

【0028】ここで、これら分圧回路 28、リミッタ回路 29 をアクティブフィルタの起動時に限定して働くよ

うにしているのは、いったん直流出力電圧が最終目標電圧に達した後は、直流出力電圧はほぼ一定であり入力電源や負荷電流の変動により直流出力電圧が変動した場合でも、即時にその変動を抑えるように動作させることができるので、分圧回路 28 及びリミッタ回路 29 を設けることによる応答速度の遅延を無くするようにするためである。なお、アクティブフィルタの起動時とは、スイッチング制御信号発生回路 10 からの PWM 信号の出力開始直後から、直流出力電圧が最終目標出力電圧の近くに達するまでの期間を示している。

【0029】図 4 は本発明の第 3 の実施例の要部のブロック図である。図 4 において、40 は電流検出部 17 の出力に応じて発振周波数を変化させる発振器であり、その出力は比較器 20 に供給するようにしている。その他の構成は一部省略しているが図 1 に示す第 1 の実施例と同様である。

【0030】この実施例は負荷の大小に応じて発振周波数が変わるようにしたものである。第 1 の実施例の場合と同様に負荷電流の大きさに対応する電流検出抵抗 16 から出力された電圧が電流検出部 17 に入力され、電流検出部 17 の出力がアンプ 18 を介して比較器 20 に入力される。さらに新たに電流検出部 17 からの信号を発振器 40 にも入力し、電流検出部 17 の出力値すなわち負荷電流の大きさに比例して発振器 40 の発振周波数が変化するようにする。具体的には、負荷電流が大きい場合は発振周波数を低く、負荷電流が小さい場合は発振周波数が高くなるようにする。

【0031】ここで乗算器 15 からの出力は平滑コンデンサ 4 の端子電圧である直流出力電圧と電圧波形抽出部 14 からの入力電圧波形の 2 つの要素を持ち合わせているが、第 1 の実施例の場合のように負荷電流に関わらず発振器 19 が一定の発振周波数で発振していると、負荷電流が少ない場合、すなわち一定時間あたりの負荷消費による直流出力電圧降下が少ない場合には、この負荷による直流出力電圧降下と昇圧チョップ型アクティブフィルタによる直流電圧上昇値との関係が、負荷による直流出力電圧降下 < アクティブフィルタによる直流電圧上昇となる。

【0032】従って、そのままでは直流出力電圧がどんどんと上昇するので、その電圧上昇を防ぐために乗算器 15 からの出力は直流出力電圧の要素が優先され、入力電圧波形の要素は低くなる。言い換えると入力電圧波形に電流波形を近づけるような制御が不可能になる。この関係を図 5 で説明すると、負荷電流が小さくない状態では直流出力電圧の要素による PWM 波形の目標値は

(a) で、それに入力電圧波形の要素が付加されても波形全体 (b) にわたって目標値が存在するが、負荷電流が少ない状態では直流出力電圧の要素による PWM 波形の目標値が (a) から (c) に変化するので、付加された入力電圧波形の要素での目標値は波形全体 (b) から

波形の一部 (d) にせめられてしまうことになる。

【0033】それで、負荷電流が少ないときに発振器 40 が発振する発振周波数を高くして、ドライブ回路 21 が出力する一回の PWM 出力の周期やデューティ比を短くすることで、一回の PWM 出力による直流電圧上昇を低くする。すると図 5 での (a) から (c) への変化幅が小さくなり、従って (d) の幅が広がって、入力電圧波形全体に渡り PWM 出力を出すことが出来、電源電流高調波の低減と力率の向上が負荷電流が少ない場合でも可能となる。

【0034】尚、負荷電流が多い場合は、特に本実施例のような発振器の発振周波数を変化させる回路を設けなくても、入力電圧波形全体に亘り PWM 出力を得ることができる。一方負荷電流が大きい場合に、発振器 40 の発振周波数を高くするとスイッチング素子 8 での損失が増え、特に付加電流が多い場合ではその損失が大きくなるので、スイッチング素子の定格アップつまりコストアップにつながる。従って、負荷電流の少ないときのみ発振器 40 が発振する発振周波数を高くする処理が望ましい。

【0035】図 6 は本発明の第 4 の実施例の要部のブロック図であり、アクティブフィルタの起動タイミングを制御する部分の構成を示すものである。図 6 において、30 は入力電圧波形抽出部 14 の出力より入力電圧波形のゼロクロス部分のタイミングを検出する電圧位相検出回路であり、この電圧位相検出回路 30 の出力は、アクティブフィルタ起動信号 22 をドライブ回路 21 に選択的に供給するドライブ出力 ON/OFF 回路 41 の制御信号として供給する。その他の構成は一部省略しているが、図 1、図 2 及び図 4 に示す第 1、第 2 及び第 3 の実施例と同様である。

【0036】アクティブフィルタは電流波形を入力電圧波形に近づけるようなスイッチングを行っているが、入力電圧波形とスイッチングを行わせる PWM 波形のタイミングを表すと図 7 のようになっている。つまり、入力電圧波形のゼロクロス点では PWM 波形のデューティ比は狭く、入力電圧波形の山では PWM 波形のデューティ比が広がる関係となっており、また PWM 波形が「H」である期間はスイッチング素子 8 が ON される期間に対応しており、ON 期間が長くなるとスイッチング素子 8 に流れる電流も多くなる。

【0037】さらにアクティブフィルタの起動時は直流出力電圧と最終目標出力電圧との差が最大となっており、PWM 波形のデューティ比は最大となり、スイッチング素子 8 に最大の電流が流れる。従って、アクティブフィルタの起動時で、入力電圧波形の山の時の PWM 波形のデューティ比は最大値をもち、このときにスイッチング素子 8 に流れる電流が最大値となる。この最大電流値はスイッチング素子 8 の最大定格を決定する要因となるが、最大電流値 (最大定格) が高いと、スイッチング

素子 8 のコストも上がるので、最大電流値を抑えることがコストの低減につながる。

【0038】本実施例は上記に鑑みなされたもので、アクティブフィルタの起動を入力電圧波形のゼロクロス点のタイミングで行わせ、スイッチング素子の最大電流値を抑えようとするものである。図 6 に示すように電圧波形抽出部 14 からの信号を電圧位相検出回路 30 に入力し、そこで入力電圧波形のゼロクロス点のタイミングを検出して、そのタイミングパルスドライブ出力 ON/OFF 回路 41 に出力する。

【0039】ドライブ出力 ON/OFF 回路 41 では、アクティブフィルタ起動信号が入ってから電圧位相検出回路 30 からの最初のタイミングパルス発生時にドライブ回路 21 に対して起動の信号を送る処理を行う。この処理により、アクティブフィルタの起動を、必ず入力電圧波形のゼロクロス点のタイミングで行うことができ、スイッチング素子 8 に流れる最大電流値の値を低くし、スイッチング素子 8 の最大定格を低くすることによりコストの低減やスイッチング素子 8 の信頼性向上を図ることができる。

【0040】図 8 は本発明の第 5 の実施例の要部のブロック図であり、チョークコイルのインダクタンスを起動時に変化させて、第 4 の実施例と同様に起動時のスイッチング素子を流れる電流を小さくするものである。図 8 において、31 はアクティブフィルタ起動信号 22 も遅延させる遅延回路、33 はチョークコイルに対して直列に設けられた第 2 のチョークコイル、32 は上記チョークコイル 33 の両端に設けられ、上記遅延回路 31 の出力により開閉制御されるスイッチング回路である。その他の構成は一部省略しているが図 1、図 2、図 4 及び図 6 に示す第 1、第 2、第 3 及び第 4 の実施例と同様である。

【0041】従って、アクティブフィルタの起動信号 22 が遅延回路 31 に入力されると、アクティブフィルタの起動後一定期間のみスイッチ回路 32 が OFF 状態になり、通常のチョークコイル 7 に加えて第 2 のチョークコイル 33 が直列に加わるようになるので、総合インダクタンス値が大きくなる。その結果起動時におけるスイッチング素子 8 に流れる電流を小さくすることができる。

【0042】アクティブフィルタではスイッチング素子 8 の ON/OFF により入力電流の流れを制御しているが、スイッチング素子 8 に流れる電流値の大きさはスイッチング素子 8 に加えられる PWM 波形のデューティ比が一定である条件では、チョークコイルのインダクタンス値が小さいと電流値は大きくなり、インダクタンス値が大きいと電流値は小さくなる。そこで、本実施例では、アクティブフィルタの起動時にチョークコイルのインダクタンス値を大きくすることでスイッチング素子 8 に流れる電流値を低くし、前述と同様にスイッチング素

子 8 のコストの低減や信頼性向上を図っている。

【0043】

【発明の効果】本発明は以上の構成より成り、インバータ回路を備えた空調和器の力率改善と電源高調波電流抑制のため、アクティブフィルタ回路を設けたものにおいて、スイッチング制御信号発生回路の不良などによる場合を含めアクティブフィルタ回路に過電圧が生じたとき、確実に過電圧の発生を防止することができる。また、アクティブフィルタを起動したときの出力直流電圧の異常上昇を防ぎ、平滑コンデンサを含む負荷側に接続される部品の異常破壊を起りにくくして回路の信頼性を向上させることができる。

【0044】また、負荷電流の大小に関係なく、電源電流高調波成分を少なくし、力率を大きくすることが可能となり、更にまた、アクティブフィルタの起動時のスイッチング素子に流れる電流を小さくして、スイッチング素子の定格電流を下げることで、より低コストのスイッチング素子を使用することが可能となる。

【図面の簡単な説明】

【図 1】 本発明の第 1 の実施例のブロック図である。

【図 2】 本発明の第 2 の実施例の要部の構成を示すブロック図である。

【図 3】 本発明の第 2 の実施例の動作説明図である。

【図 4】 本発明の第 3 の実施例の要部の構成を示すブロック図である。

【図 5】 本発明の第 3 の実施例の動作説明図である。

【図 6】 本発明の第 4 の実施例の要部の構成を示すブロック図である。

【図 7】 本発明の第 4 の実施例の動作説明図である。

【図 8】 本発明の第 5 の実施例の要部の構成を示すブロック図である。

【図 9】 従来例の構成を示すブロック図である。

10

20

30

*

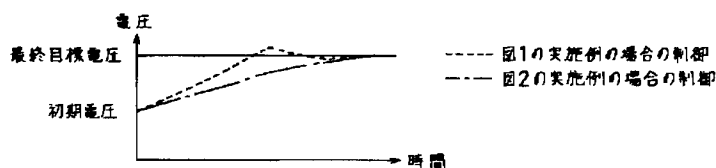
* 【図 10】 従来例の動作説明図である。

【図 11】 従来例の動作説明図である。

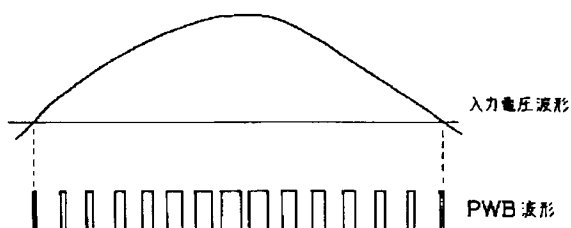
【符号の説明】

- 1 商用電源
- 2 整流ブリッジ
- 3 昇圧チョップパ型アクティブフィルタ
- 4 平滑コンデンサ
- 5 インバータ回路
- 6 コンプレッサ
- 7 チョークコイル
- 8 スwitching素子
- 9 高速リカバリーダイオード
- 10 スwitching制御信号発生回路
- 11 電圧検出部
- 12 基準電圧
- 13 誤差アンプ
- 14 電圧波形抽出部
- 17 電流検出部
- 19 発振器
- 21 ドライブ回路
- 24 過電圧検出回路
- 25 スwitch回路
- 27 スwitch回路
- 28 分圧回路
- 29 リミッタ回路
- 30 電圧位相検出回路
- 31 遅延回路
- 32 スwitching回路
- 33 チョークコイル
- 40 発振器
- 41 ドライブ出力 ON/OFF回路

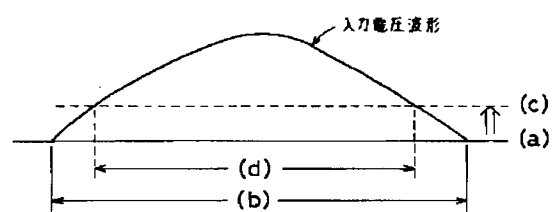
【図 3】



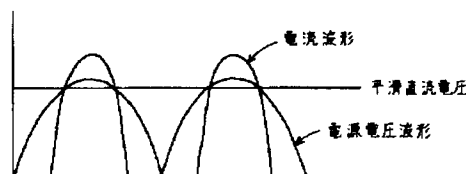
【図 7】



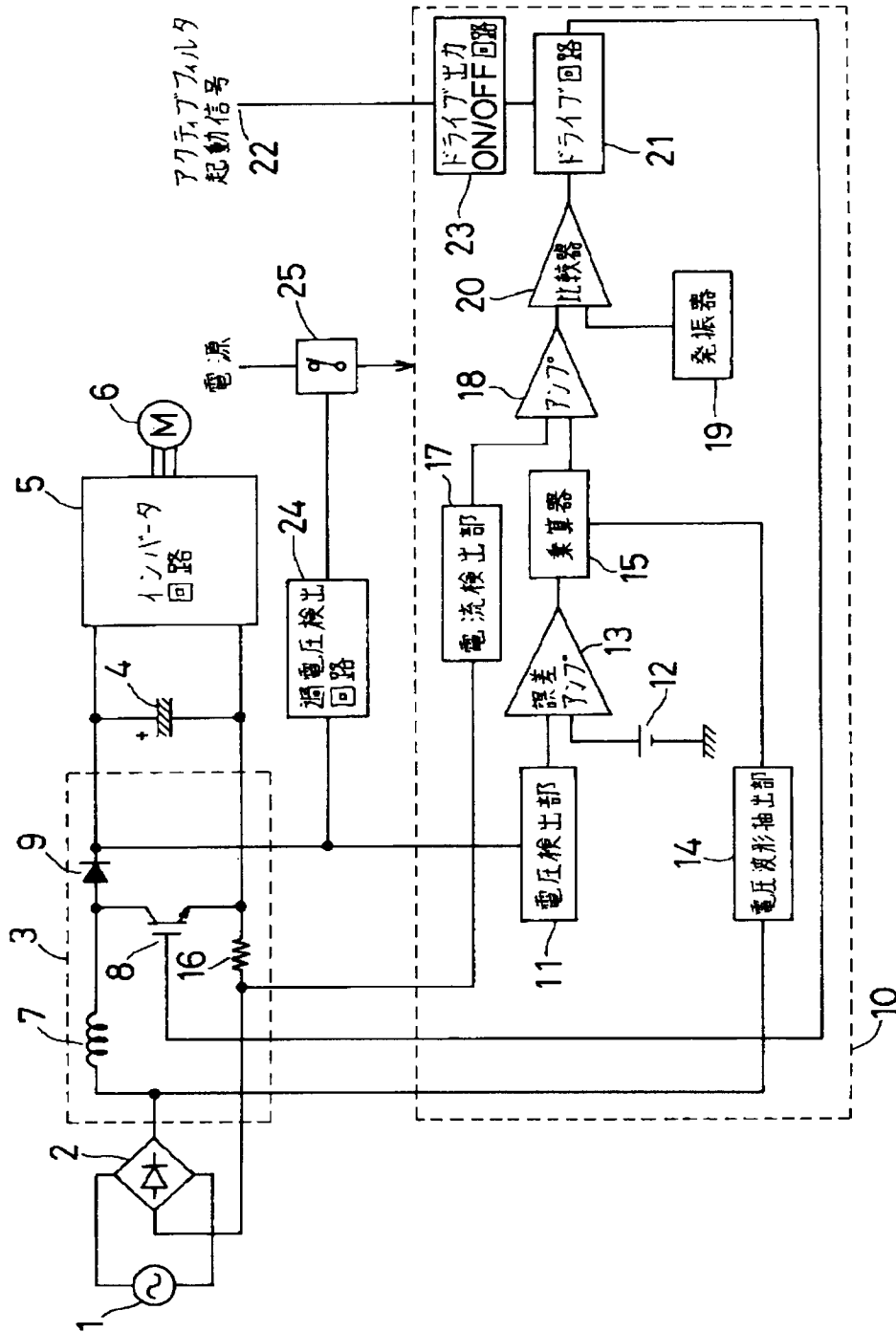
【図 5】



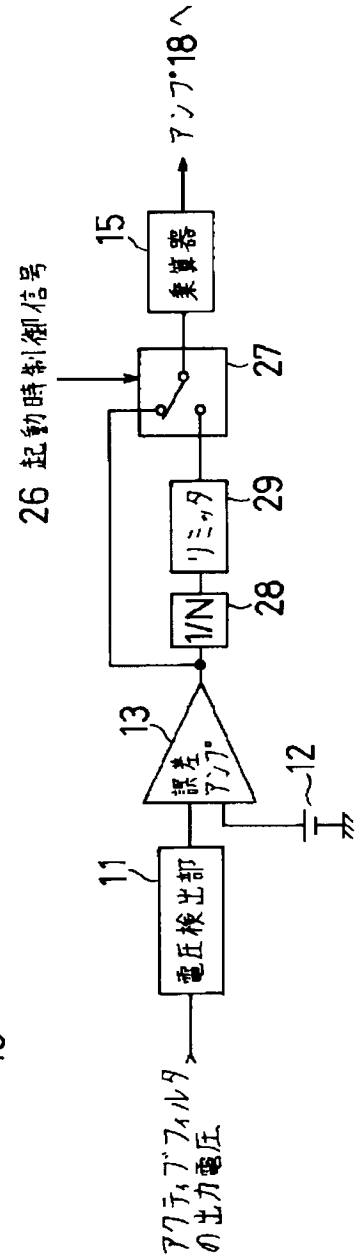
【図 10】



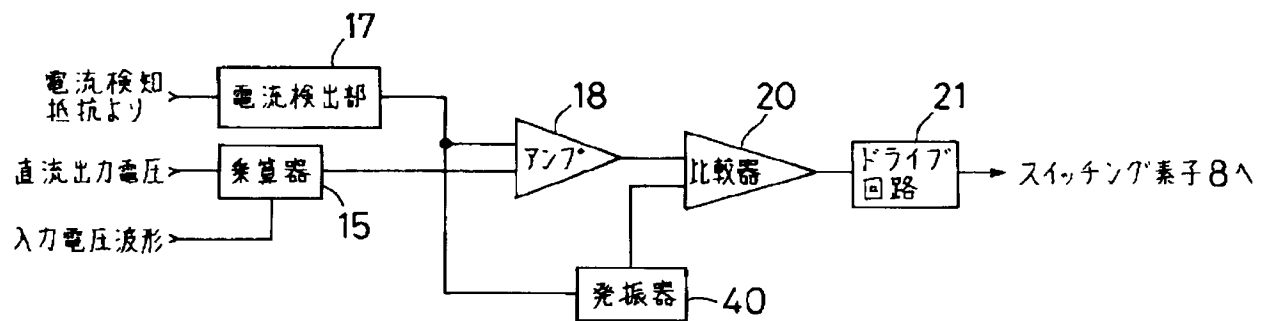
【図1】



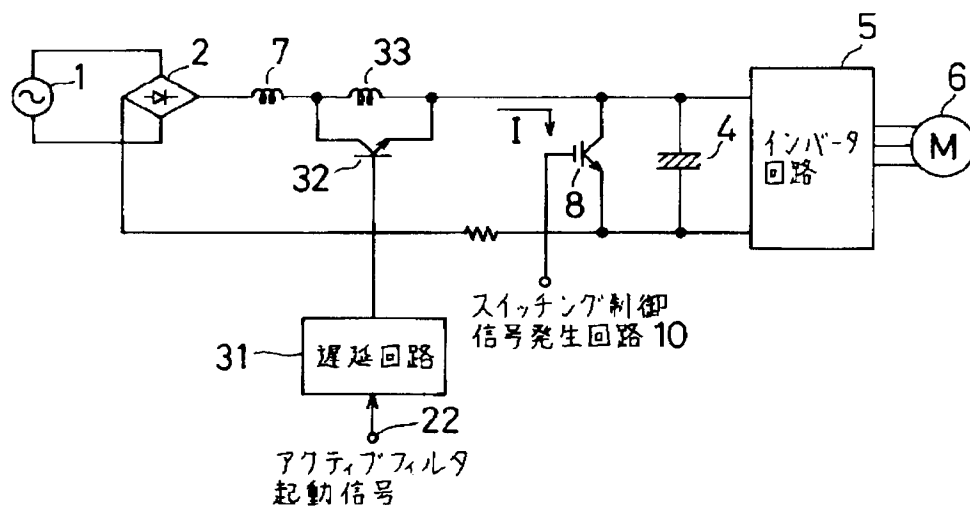
【図2】



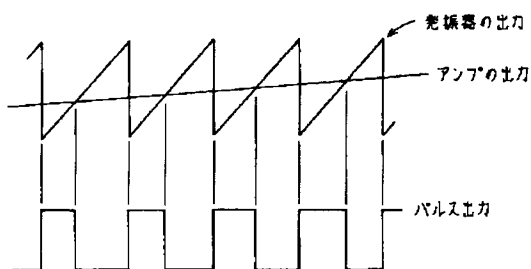
【図 4】



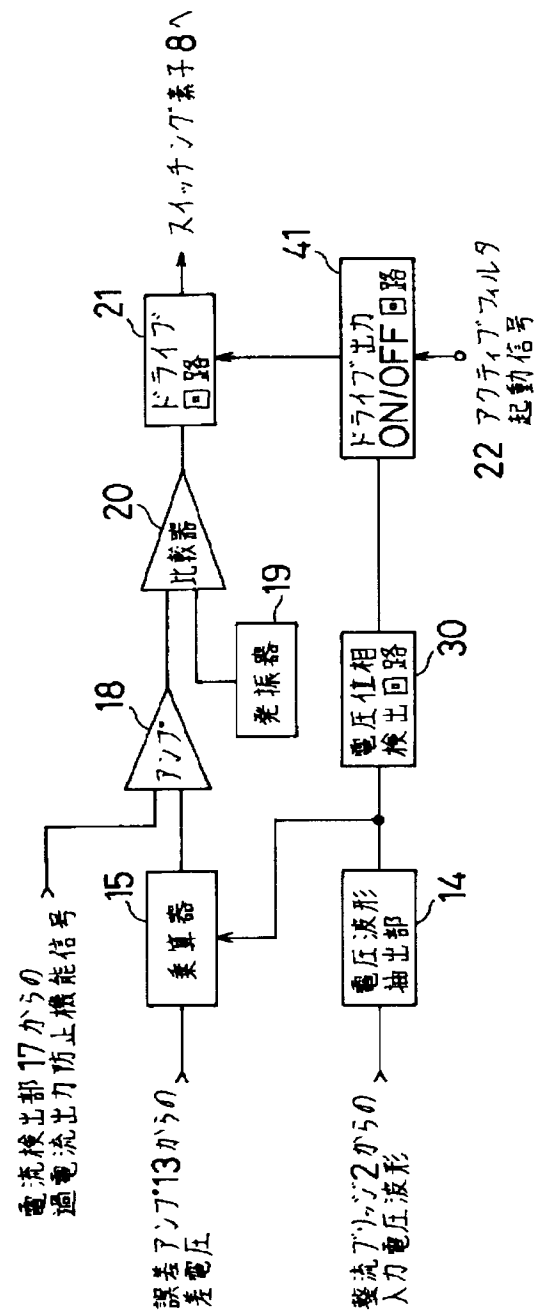
【図 8】



【図 11】



【図6】



【図 9】

